

Isolated Buck/Boost Bidirectional DC-Three Phase Topology

J. E. Bosso, *Student Member, IEEE*, G. G. Oggier, *Member, IEEE* and G. O. García, *Senior Member, IEEE*

Abstract— In this paper a new topology, isolated Buck/Boost bidirectional DC-AC three phase, for interconnecting a DC micro grid with conventional three-phase AC network, is presented. Its operating principle is explained, and a switching strategy is presented to reduce total harmonic distortion and operate the devices with minimal switching losses. Finally the simulation results are shown to evaluate the performance of the converter.

Keywords— Isolated DC-AC converter, Power Factor, Phase Shift Modulation, Pulse Width Modulation, Soft Switching.

I. INTRODUCCIÓN

CONSEGUIR una mayor y mejor integración de las fuentes de energía renovable, en conjunto con los sistemas de energía convencionales, es necesario para colaborar con la solución de los actuales problemas energéticos. La electrónica de potencia juega un rol muy importante ya que permite convertir y controlar la energía eléctrica de manera eficiente tanto en la generación, transmisión, distribución, consumo y almacenamiento de la energía eléctrica [1]-[3].

Una micro red es una red compuesta por diferentes fuentes de energía y cargas interconectadas entre sí. Esta interconexión puede realizarse a través de un bus de corriente alterna (CA), de corriente continua (CC) o de una combinación de CC y CA conjuntamente con convertidores electrónicos de potencia [4]. A su vez, esta micro red puede encontrarse aislada o interconectada con el Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) de baja o media tensión a través de una interfaz electrónica bidireccional que controle eficientemente el flujo de energía desde y/o hacia la micro red [5].

Existen diferentes tipos de topologías de convertidores CA-CC para interconectar micro redes con el SEP. Cuando esta interconexión requiere de aislación galvánica, con objetivos de seguridad y para facilitar la adaptación de diferentes niveles de tensión, es necesaria la utilización de transformadores. Estos convertidores pueden ser demasiado voluminosos y pesados cuando se utiliza un transformador de baja frecuencia, como se muestra en el esquema de la Fig. 1(a). Con la ayuda de la electrónica de potencia, estos transformadores de baja frecuencia pueden ser reemplazados por transformadores de alta frecuencia, los cuales diseñados adecuadamente pueden ser mucho más compactos y livianos [6].

Se han encontrado en la bibliografía topologías bidireccionales de convertidores basados en el principio de funcionamiento de los convertidores CC-CC con Puentes

Duales Activos [7] (*Dual Active Bridge, DAB*), los cuales realizan la conversión CC-CA de manera aislada aplicando un determinado desfase entre las tensiones a bornes del transformador en función de la potencia requerida. Estas topologías tienen una estructura similar a la que se muestra en la Fig. 1(b), las cuales realizan una conversión CA-CC bidireccional, pero requieren de una etapa de conversión CC-CC intermedia [8]-[10]. A diferencia de las opciones mencionadas, existen otras topologías que realizan la conversión CC-CA bidireccional y aislada sin la necesidad de una etapa de CC intermedia [11]-[14], como se muestra en la Fig. 1(c).

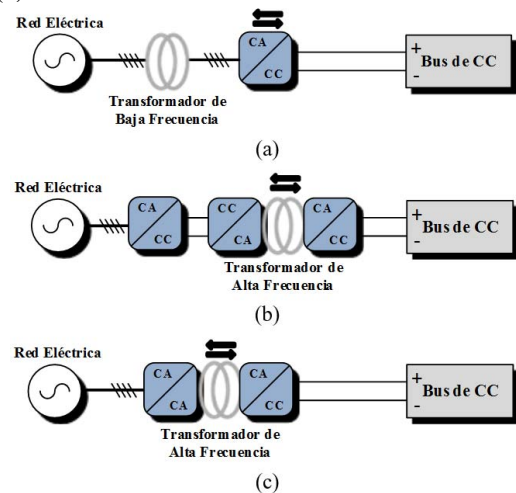


Figura 1. Topologías aisladas para conectar una red de CC con la red eléctrica de CA. (a) Con un transformador de baja frecuencia y un convertidor CA-CC. (b) Con un convertidor CA-CC y un convertidor CC-CC aislado. (c) Con un convertidor CA-CC aislado.

En este trabajo se propone una nueva topología electrónica de potencia para interconectar una red de CC y una red trifásica de CA de baja frecuencia, de manera bidireccional, aislada, sin una etapa de CC intermedia y con factor de potencia unitario. Además se utiliza una estrategia de modulación que permite reducir las pérdidas de conmutación en las llaves semiconductoras del convertidor, permitiendo que las llaves del lado de CA conmuten con corriente cero y las del lado de CC con tensión cero en el encendido.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera: en la sección II se describe la topología propuesta y se explica su principio de funcionamiento. En la sección III se detalla el algoritmo de modulación. En la sección IV se presentan resultados de simulación para evaluar el desempeño del convertidor. Finalmente, en la sección V, se presentan las conclusiones finales.

J. E. Bosso, Universidad Nacional de Río Cuarto y CONICET, Córdoba, Argentina, jbosso@ieee.org

G. G. Oggier, Universidad Nacional de Río Cuarto y CONICET, Córdoba, Argentina, goggier@ieee.org

G. O. García, Universidad Nacional de Río Cuarto y CONICET, Córdoba, Argentina, g.garcia@ieee.org

II. TOPOLOGÍA PROPUESTA Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En la Fig. 2 se muestra la topología propuesta, cuya función es controlar el flujo de energía entre una fuente de corriente continua y una red de corriente alterna trifásica de manera bidireccional.

La red trifásica a la que se conecta el convertidor puede ser definida por las siguientes ecuaciones,

$$v_a(t) = V_{ca} \cos(\omega_r t) \quad (1)$$

$$v_b(t) = V_{ca} \cos\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2)$$

$$v_c(t) = V_{ca} \cos\left(\omega_r t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3)$$

donde V_{ca} es el valor pico de la tensión de fase, $\omega_r = 2\pi f_r$, y f_r es la frecuencia de la red.

Como puede observarse en la Fig. 2, la fuente de CC se conecta a tres transformadores monofásicos de alta frecuencia a través de un inversor trifásico de cuatro piernas, el cual modula las tensiones v_{ccx} ($x=a, b, c$). Por otro lado, la red trifásica está conectada a los citados transformadores a través de convertidores en configuración semi-puente implementados con llaves bidireccionales en tensión y corriente, los cuales se encargan de modular las tensiones v_{cax} .

La relación de transformación, entre el lado de CA y el de CC de los tres transformadores se define como $1:n$. Los tres bobinados del lado de CC se conectan en estrella, cuyo centro se conecta al punto medio de la cuarta pierna del inversor. Los bobinados del lado de CA poseen punto medio a los cuales se conecta el neutro del sistema trifásico.

Asumiendo que los transformadores no poseen pérdidas de potencia y que la corriente de magnetización es mucho menor que la corriente de carga, cada transformador puede ser representado por su inductancia de dispersión L_{lkx} .

Las llaves de cada convertidor en semi-puente trabajan de manera complementaria, con un ciclo de trabajo del 50%. Cuando la llave superior de un semi-puente, S_{1x} , está cerrada y la tensión de la fase conectada al mismo es positiva, la tensión aplicada al bobinado del lado de CA, v_{cax} , será positiva. Bajo las mismas condiciones si la llave que se encuentra cerrada es la inferior, S_{2x} , la tensión v_{cax} será negativa. Si por el contrario, la tensión de la fase es negativa, la polaridad de la tensión v_{cax} será opuesta a la mencionada para los casos anteriores.

Para evitar sobretensiones en las llaves bidireccionales, producidas por la energía acumulada durante cada semiciclo de conmutación en las inductancias de dispersión del lado de CA del transformador, es necesario minimizar estas inductancias y utilizar circuitos *snubbers* conectados en paralelo con cada llave bidireccional.

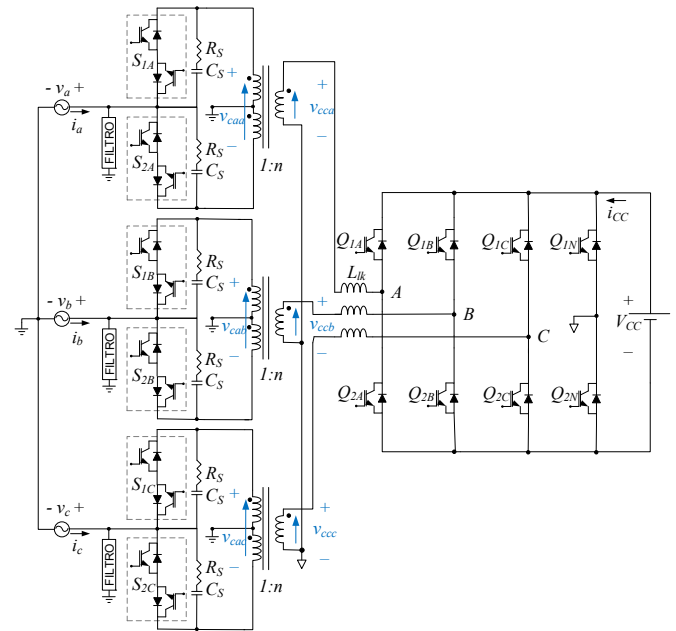


Figura 2. Topología propuesta de convertidor CA-CC, trifásico, bidireccional.

El inversor trifásico del lado de CC está compuesto por llaves unidireccionales con diodos conectados en anti paralelo. Cuando se activa la llave superior de una pierna, Q_{1x} , la tensión v_{ccx} aplicada al bobinado del transformador correspondiente será positiva y si se activa la llave inferior, Q_{2x} , será negativa. Si se activan dos llaves superiores o dos llaves inferiores, simultáneamente, la tensión aplicada será nula.

La operación de este convertidor es similar al principio de funcionamiento del convertidor *DAB*, el cual puede controlar el flujo de energía de manera bidireccional por medio del desplazamiento de fase δ entre las tensiones aplicadas a bornes de los transformadores de alta frecuencia [15][16].

Con el objetivo de realizar un análisis simplificado del principio de funcionamiento y control del flujo de energía de esta topología, se sustituyen los puentes del convertidor por fuentes de tensiones sinusoidales de valores iguales a las componentes fundamentales de las tensiones impuestas por los puentes de ambos lados del convertidor de una frecuencia igual a la frecuencia de conmutación, v_{ccx1} y v_{cax1} . Además, cada transformador puede ser sustituido por su inductancia de dispersión L_{lkx} , tal como fue mencionado anteriormente. Esto permite obtener el modelo análogo sinusoidal que se muestra en la Fig. 3(a), para el cual es posible realizar un análisis fasorial por cada fase, como se muestra en la Fig. 3(b), donde se han representado los diagramas fasoriales correspondientes a tres instantes particulares durante un semiciclo de la tensión alterna de la red de suministro de la fase x . En esta figura puede observarse que la amplitud del fasor correspondiente a v_{cax1} es función de $\omega_r t$, mientras que la amplitud del fasor correspondiente a v_{ccx1} permanece constante en un período de la frecuencia de red. A partir del análisis de la transferencia de potencia utilizando el circuito equivalente de la Fig. 3(a), puede demostrarse que la fuente de tensión cuya fase se encuentra en adelante respecto de la otra, es quien transfiere potencia, mientras que la fuente de tensión cuya fase se

encuentra en atraso recibe potencia. Lo anterior se cumple independientemente de las amplitudes de las tensiones [15].

Para el modelo completo la dinámica de la corriente $i_{L_{lkx}}$ de la inductancia de dispersión de cada uno de los transformadores monofásicos de la Fig. 2, puede representarse mediante la siguiente expresión,

$$\frac{di_{L_{lkx}}(t)}{dt} = \frac{v_{px}(t) - v_{sx}(t)}{L_{lk}} \quad (4)$$

Analizando la expresión de la ecuación (4), puede deducirse que la variación de la corriente $i_{L_{lkx}}$ es máxima cuando la amplitud de la tensión de la red de CA se anula en los instantes de cruce por cero. Lo anterior produce que las formas de onda de las corrientes trifásicas del lado de la red presenten una elevada distorsión armónica [17].

Con el objetivo de reducir las distorsiones de las corrientes de CA mencionadas anteriormente, se utiliza una estrategia de modulación que permite controlar la diferencia de potencial en cada inductancia de dispersión. Para ello, se modifica el ancho de pulso de la tensión v_{ccx} en función de la amplitud de la tensión v_{cax} . En la Fig. 4 se muestra la evolución de las formas de onda de las tensiones v_{caa} y v_{cca} , aplicadas al transformador de la fase a, durante medio periodo de red. Puede observarse como varía la amplitud de la tensión v_{caa} de acuerdo a la tensión de red y el ancho de pulso de la tensión v_{cca} en función de la tensión de la fase a utilizando la estrategia de modulación que se explica posteriormente. Además, se muestra que existe un desfase entre ambas tensiones, δ , el cual es función de la potencia que se desea transferir.

A. Estrategia de modulación para operar con conmutación suave.

Con el fin de reducir las pérdidas de conmutación de las llaves, la estrategia de modulación propuesta además de transferir la potencia requerida, asegura que las llaves semiconductoras operen con conmutación suave anulando la corriente de las mismas durante las conmutaciones. En la Fig. 5 se muestran las principales formas de onda y las llaves que se encuentran en conducción en cada intervalo. En régimen permanente, se debe cumplir que la sumatoria de las áreas A + C debe ser igual al área B de la forma de onda de la tensión a bornes de L_{lk} como se indica en la Fig. 5. Lo anterior puede expresarse como:

$$\underbrace{nV_{ps}\left(\frac{T_s}{4} + \Delta t - d_a \frac{T_s}{4}\right)}_A + \underbrace{(nV_{ps} - V_{sa})d_a \frac{T_s}{2}}_B + \underbrace{nV_{ps}\left(\frac{T_s}{4} - \Delta t - d_a \frac{T_s}{4}\right)}_C = 0 \quad (5)$$

donde

$$\Delta t = \frac{\delta T_s}{2\pi} \quad (6)$$

y

$$-\frac{\pi}{4} \leq \delta \leq \frac{\pi}{4} \quad (7)$$

Resolviendo la expresión (5) se obtiene la condición para que las llaves bidireccionales del lado de CA conmuten con corriente cero (*zero current switching*, ZCS), la cual queda determinada por

$$d_s = \frac{n|v_x|}{V_{cc}} \quad (8)$$

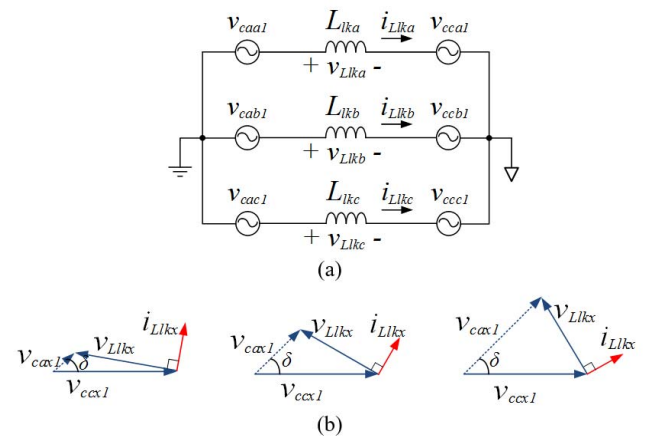


Figura 3. (a) Modelo análogo sinusoidal de la topología propuesta. (b) Diagramas fasoriales de la fase x , correspondientes a distintos instantes de un semiciclo de red, cuando la transferencia de potencia se realiza desde v_{cax1} hacia v_{ccx1} .

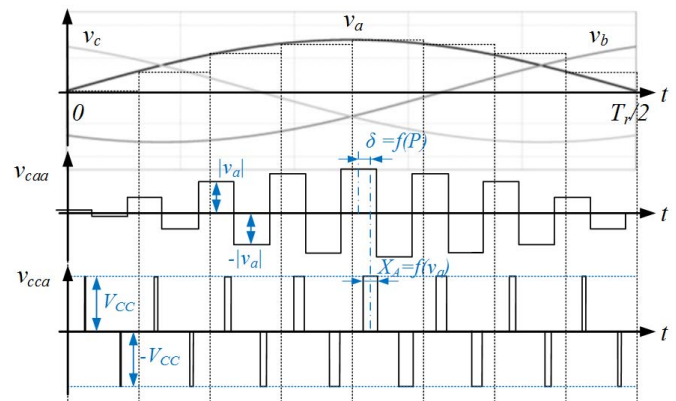


Figura 4. Formas de ondas de las tensiones del sistema trifásico durante medio periodo de red y de las tensiones del lado de CA y CC del transformador correspondiente a la fase a .

En la Fig. 5 se muestran las formas de onda de las tensiones aplicadas a bornes del transformador de la fase x , de la diferencia de potencial $v_{L_{lkx}}$ aplicada en la inductancia de dispersión, de la corriente de la inductancia de dispersión $i_{L_{lkx}}$ y de la corriente de fase i_x . Puede observarse que la forma de onda de la corriente i_x posee una frecuencia igual al doble de la frecuencia de conmutación, siendo los armónicos de las corrientes de red múltiplos del doble de la frecuencia de conmutación, lo que permite reducir el tamaño del filtro del lado de CA.

Por otro lado, puede observarse en la Fig. 5 que al inicio de los intervalos 2 y 6, cuando se activan las llaves Q_{1x} y Q_{2x} respectivamente, se encuentran en conducción los diodos en anti paralelo de las mismas, permitiendo de este modo que dichas llaves enciendan con tensión cero. De igual modo, al inicio de los intervalos 4 y 8, cuando se activan las llaves Q_{1N} y Q_{2N} respectivamente, se encuentran en conducción los diodos en anti paralelo de las mismas. Por lo anterior, las llaves del inversor de cuatro piernas enciendan con tensión cero (*zero voltage switching*, ZVS).

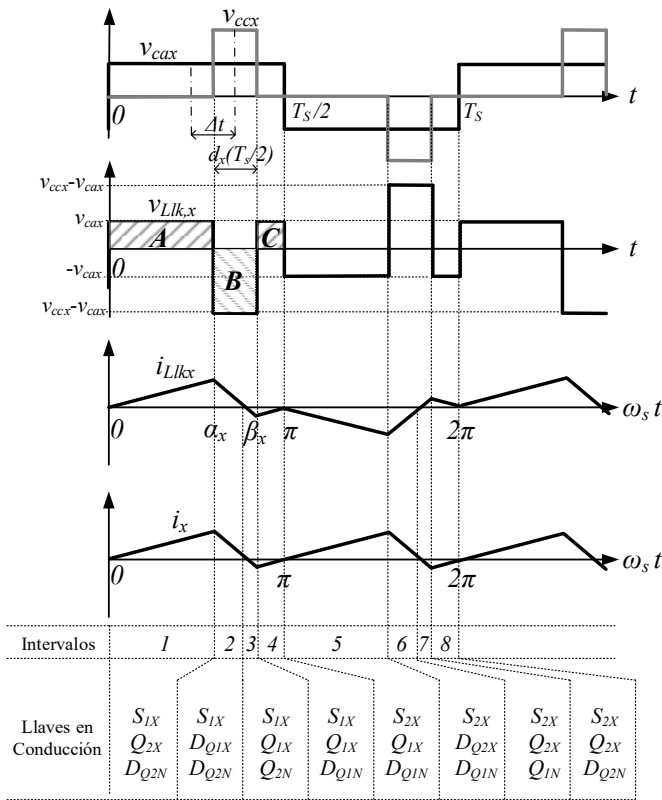


Figura 5. Formas de onda de las tensiones aplicadas a bornes de las bobinas del transformador de la fase x , de la diferencia de potencial $v_{LLk,x}$ aplicada en la inductancia de dispersión, de la corriente de la inductancia de dispersión $i_{LLk,x}$ y de la corriente de fase i_x .

B. Potencia Transferida.

Considerando que todas las inductancias de dispersión son iguales a L_{lk} , la potencia instantánea total transferida por este convertidor, puede ser representada mediante la siguiente ecuación, la cual se resuelve integrando en un periodo de conmutación el producto de la tensión v_{cax} por la corriente $i_{LLk,x}$.

$$P(t, \delta) = P_a(t, \delta) + P_b(t, \delta) + P_c(t, \delta) \\ = \frac{n^2 V_{ca}^2 (\pi + 2\delta - n\pi)}{2L_k \omega} \left(\sin^2(\omega t) + \sin^2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right). \quad (9)$$

Finalmente la potencia media queda definida por,

$$P(\delta) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi P(t, \delta) d(\omega t) = \frac{3n^2 V_{ca}^2 (\pi + 2\delta - n\pi)}{4L_k \omega}. \quad (10)$$

En la Fig. 6 se muestra la potencia instantánea total transferida por el convertidor en función del tiempo y del ángulo de desfase δ .

III. ALGORITMO DE MODULACIÓN

En esta sección, se describe el algoritmo de modulación propuesto, el cual permite alcanzar los siguientes objetivos.

- Controlar la transferencia de potencia $P(\delta)$ del convertidor.
- Reducir la distorsión armónica en las corrientes de red.
- Disminuir las pérdidas de conmutación.

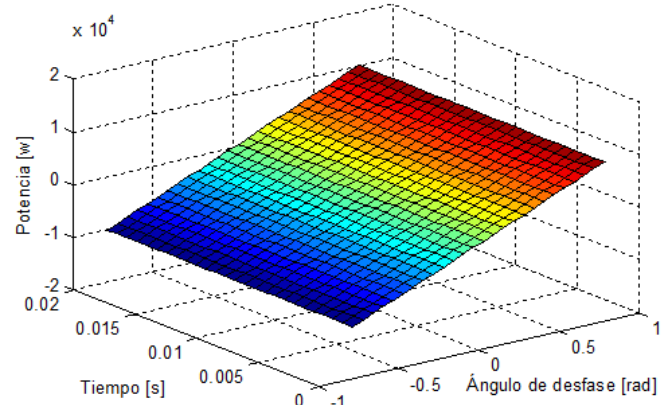


Figura 6. Potencia total transferida por el convertidor (Ecuación 9).

Para explicar el algoritmo de modulación propuesto, en la Fig. 7 se muestran las señales de activación de las llaves superiores del inversor de cuatro piernas, $Q_{1A,1B,1C,1D}$, mediante las cuales se generan las tensiones aplicadas en el lado de CC de los transformadores, v_{ccx} , por medio del ajuste de los tiempos $X_{a,b,c}$, los cuales son función de las amplitudes de las tensiones de red. Por otro lado, se aplica un determinado desfase entre las tensiones a bornes de cada transformador en función de la potencia que se desea transferir. Las llaves superiores de cada uno de los semipuentes del lado de CA, $S_{1A,1B,1C}$, se comandan mediante el ajuste de los tiempos $Y_{a,b,c}$ indicados en la Fig. 7.

Los tiempos $X_{a,b,c}$ e $Y_{a,b,c}$ se definen como

$$X_x = d_x \frac{T_s}{2}, \quad (11)$$

$$Y_x = \frac{T_s - X_x}{2} \pm \Delta t, \quad (12)$$

Para cumplir los objetivos planteados, el algoritmo requiere la implementación de los siguientes pasos:

- Ingresar la potencia que se requiere transferir.
- Resolver la ecuación (10) para determinar el valor de δ .
- Resolver la ecuación (8) para obtener los valores de $d_{a,b,c}$, en función de la tensión de la barra de CC y las tensiones instantáneas de las fases a, b y c .
- Resolver la ecuación (6) para determinar Δt .
- Resolver las ecuaciones (11) y (12) para determinar los valores de $X_{a,b,c}$ e $Y_{a,b,c}$.
- Generar las señales de activación de las llaves semiconductoras.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para validar el análisis presentado de la topología propuesta se realizaron simulaciones utilizando los parámetros indicados en la Tabla I.

En la Fig. 8 se muestran las formas de onda de tensión y corriente de la fase a , sin filtrar y luego de utilizar un filtro pasa bajos [18], cuando se transfieren 4,47 kW de potencia desde la fuente de CA hacia la fuente de CC, obteniéndose una tasa de distorsión armónica en la corriente (THD_i) de 3,4%.

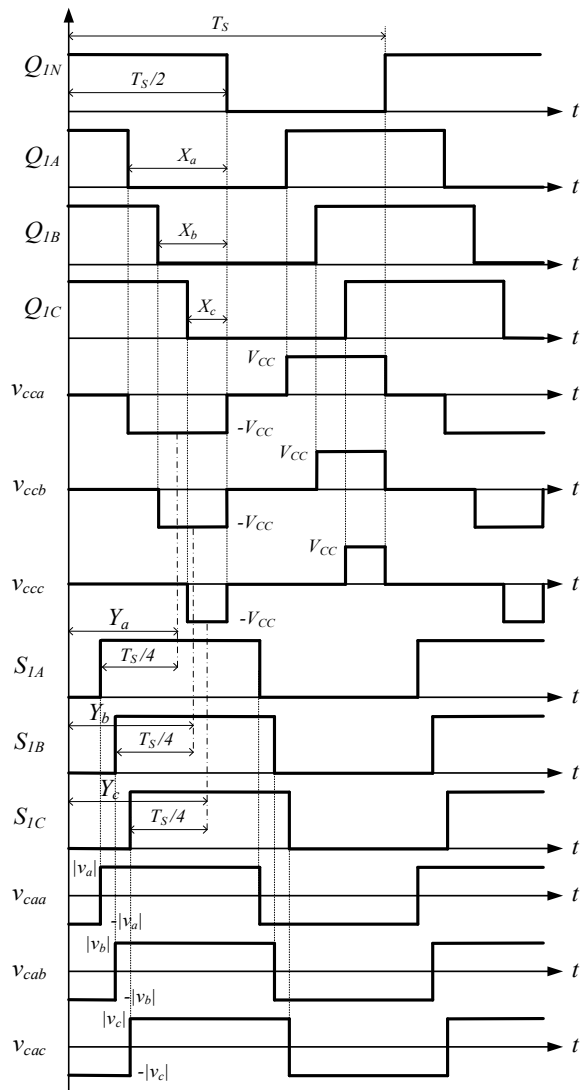


Figura 7. Señales de comando de las llaves del inversor de cuatro piernas, formas de onda de las tensiones aplicadas a las bobinas del lado de CC de los transformadores, señales de comando de las llaves de los semi-puentes y formas de onda de las tensiones aplicadas a las bobinas del lado de CA.

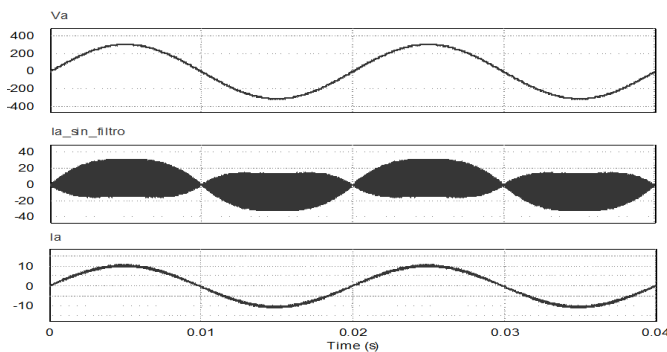


Figura 8. Formas de onda de la tensión (superior) y corriente, sin filtrar (medio) y filtrada (inferior), de la fase *a* cuando se transfiere energía desde la fuente de CA hacia la de CC, con $\delta=20^\circ$, $P=4477W$, $THD_i=3,4\%$.

En la Fig. 9 puede observarse el resultado obtenido luego de realizar una FFT a las formas de onda de las corrientes de fase, sin filtrar y luego de ser filtrada, donde puede observarse la existencia de armónicas del doble de la frecuencia de conmutación en la corriente no filtrada.

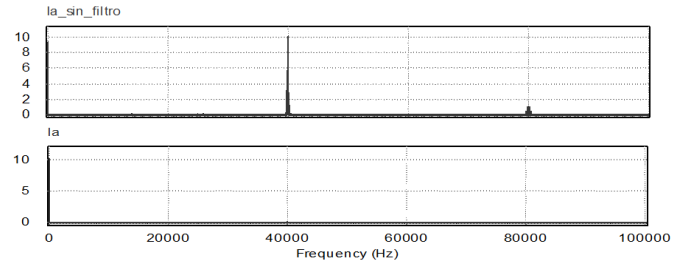


Figura 9. Espectro de frecuencias de las corrientes de fase sin filtrar (superior) y filtradas (inferior).

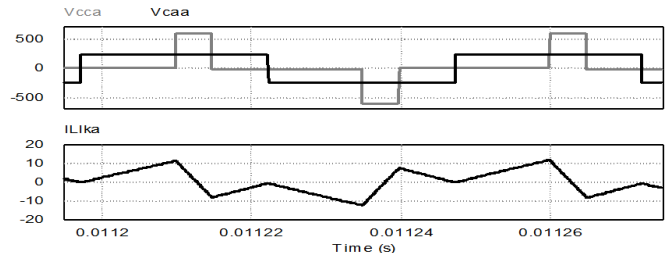


Figura 10. Formas de onda de las tensiones aplicadas a bornes del primario y el secundario del transformador de la fase *a* y corriente de la inductancia de dispersión, con $\delta=20^\circ$.

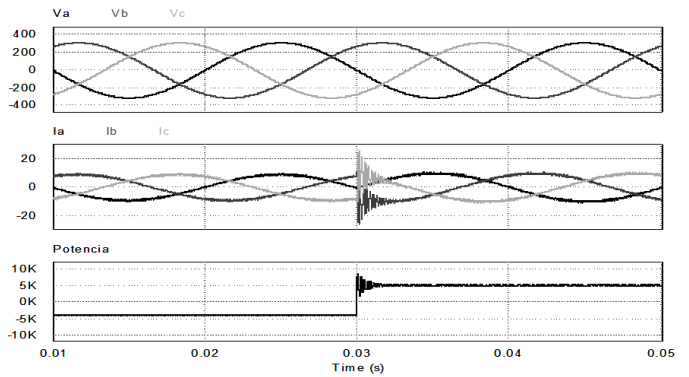


Figura 11. Formas de onda de las tensiones y corrientes cuando se transfiere energía desde la fuente de CA hacia la fuente de CC y luego desde la fuente de CC hacia la fuente de CA.

TABLA I
PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR PROPUESTO

V_{CC}	600V
V_{ca}	311V
f_r	50Hz
f_s	20kHz
L_{lk}	90 μ H
n	1
$P_{m\acute{a}x}$	10kW

En la Fig. 10 se muestran las formas de onda de las tensiones aplicadas del lado de CA y CC del transformador de la fase *a* y la corriente de la inductancia de dispersión, para $\delta=20^\circ$. Se puede observar que las llaves bidireccionales, que generan la tensión v_{caa} , siempre conmutan con corriente cero, reduciéndose las pérdidas durante las conmutaciones de las mismas.

En la Fig. 11 se muestra el comportamiento del convertidor ante un cambio en la referencia de potencia, donde se muestran las formas de onda de las tensiones y corrientes de la terna trifásica cuando se transfiere energía desde la fuente de

CC hacia la fuente de CA y luego desde la fuente de CA hacia la fuente de CC.

V. CONCLUSIONES

Se propuso una nueva topología de un convertidor CC-CA trifásico, aislado, reductor/elevador y bidireccional. La estrategia de modulación propuesta permite controlar la transferencia de potencia activa del convertidor, reducir la distorsión armónica en las corrientes de red y disminuir las pérdidas de conmutación.

Las corrientes de fase de este convertidor presentan componentes armónicas al doble de la frecuencia de conmutación, con lo cual se facilita la reducción de su THD_i implementando un filtro de bajo volumen y costo.

Se obtuvieron valores de THD_i menores al 5% y valores del FP por encima de 0.98.

Como trabajo futuro se propone controlar independientemente la potencia activa y reactiva en el lado de CA.

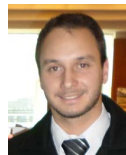
AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo es financiado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (SeCyT, UNRC), el FONCyT de la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica y el Ministerio de Industria y Desarrollo Científico Tecnológico de la provincia de Córdoba (MICMDCT, Cba).

REFERENCIAS

- [1] J.M. Carrasco, L.G. Franquelo, J.T. Bialasiewicz, E. Galvan, R.C.P. Guisado, Ma.A.M Prats, J.I. Leon, N. Moreno-Alfonso. "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey". *IEEE Trans. on Ind. Electron.*; vol. 53, no. 4, pp. 1002 – 1016, 2006.
- [2] F. Blaabjerg, C. Zhe, S. B. Kjaer. "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems." *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no.5, pp. 1184-1194, 2006.
- [3] P. G. Arul, Arul, V. K. Ramachandaramurthy, R. K. Rajkumar. "Control strategies for a hybrid renewable energy system: A review". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. vol. 42, pp. 597-608, 2015.
- [4] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 3rd ed. Butterworth - Hinemann Publishing, 2011.
- [5] F. Serra, C. De Angelo, D. Forchetti. "Passivity Based Control of a Three-Phase Front End Converter." *IEEE Latin America Transactions*, vol. 11, no. 1, pp. 293-299, 2013.
- [6] R. Garcia, A. Escobar-Mejia, K. George, J. C. Balda. "Loss comparison of selected core magnetic materials operating at medium and high frequencies and different excitation voltages". *IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2014.
- [7] W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala. "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications". *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, 1991.
- [8] K. Myoung, Y. Anno, S. Seung-Ki. "A New Universal Isolated Converter for Grid Connection". *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 48, no. 2, pp. 685 – 696, 2012.
- [9] J. F. Zhao, J. G. Jiang, X. W. Yang. "AC-DC-DC isolated converter with bidirectional power flow capability" *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 472-479, 2010.
- [10] S. Bifaretti, P. Zanchetta, A. Watson, L. Tarisciotti, J.C. Clare. "Advanced Power Electronic Conversion and Control System for Universal and Flexible Power Management". *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 2, no. 2, pp. 231 – 243, 2011.
- [11] Jiarong Kan, Shaojun Xie, Yunya Wu, Yu Tang, Zhilei Yao, Rong Chen, Zhilei Yao. "High-Frequency-Link Inverter Using Combined Synchronous Rectifiers." *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6769-6777, 2014.

- [12] F. Jauch and J. Biela (2014). "Novel isolated cascaded half-bridge converter for battery energy storage systems". *16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014.
- [13] D. Varajao, R. E. Araujo, C. Moreira, J. P. Lopes, "Impact of phase-shift modulation on the performance of a single-stage bidirectional electric vehicle charger". *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012.
- [14] N. D. Weise, G. Castelino, K. Basu and N. Mohan. "A Single-Stage Dual-Active-Bridge-Based Soft Switched AC-DC Converter with Open-Loop Power Factor Correction and Other Advanced Features." *IEEE Trans. on Power Electronics*. vol. 29, no. 8, pp. 4007-4016, 2014.
- [15] Germán G. Oggier, Guillermo O. García y Alejandro R. Oliva. "Control para minimizar las pérdidas en Convertidores CC-CC con Puertas Duales Activos". Editorial Académica Española (EAE), Saarbrücken, Germany, 2012.
- [16] G. G. Oggier, G. O. García, A. R. Oliva. "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range." *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, 2011.
- [17] J. E. Bosso, G. G. Oggier, G. O. García. "Transformador de estado sólido CC-CA trifásico de una sola etapa". *IEEE ARGENCON*, 2014.
- [18] Channegowda, P. and V. John. "Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters." *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4106 - 4114, 2010.



Jonathan Emmanuel Bosso (S'12) was born in Villa Mercedes, Argentina, in 1986. Since 2007, he is member of Laboratorio de Control Automático, National University of San Luis (UNSL), Argentina. In 2012 received the Electronics Engineering degree from UNSL. From 2012, he joined the Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), Argentina. He is currently PhD student at the UNRC. He is also with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Buenos Aires, Argentina. His research interests are in power electronics, solid-state transformers, and renewable energy conversion.



Germán Gustavo Oggier (M'10) was born in Córdoba, Argentina. He received the Electr. Eng. degree and the M.Sc. degree in electrical engineering from the Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, Argentina, in 2003 and 2006, respectively, and the Doctor degree in control systems from the Universidad Nacional del Sur, Buenos Aires, Argentina, in 2009. He is currently a Lecturer in the Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto. He is also a Researcher with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Buenos Aires, Argentina. His current research interests include power electronics, electric vehicles, and renewable energy conversion.



Guillermo Oscar Garcia (M'86-S'90-M'95-SM'01) was born in Río Cuarto, Argentina, in 1954. He received the electrical and electronics engineering degree from the Universidad Nacional de Córdoba, Córdoba, Argentina, in 1981 and the M.Sc. and Dr. degrees in electrical engineering from the Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brazil, in 1990 and 1994, respectively. Since 1994, he has been with the Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, where he is currently the Director of the Grupo de Electrónica Aplicada. He is also with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, Buenos Aires, Argentina. His research interests include power electronics, electric vehicles, and renewable energy conversion.